

PCT/JP2004/010985

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

26.07.2004

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 3 年 1 1 月 1 2 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 3 - 3 8 2 3 2 4
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 3 8 2 3 2 4]

出 願 人 松 下 電 器 産 業 株 式 有 限 公 司
Applicant(s):

REC'D 10 SEP 2004

WIPO

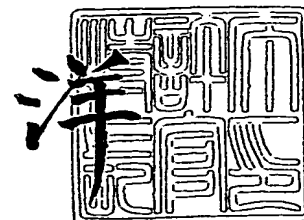
PCT

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2 0 0 4 年 8 月 2 7 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



出証番号 出証特 2 0 0 4 - 3 0 7 6 7 9 1

【書類名】 特許願
【整理番号】 2900655418
【提出日】 平成15年11月12日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04L 27/18
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 太田 現一郎
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 今村 大地
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 高草木 恵二
【発明者】
 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社内
 【氏名】 上杉 充
【特許出願人】
 【識別番号】 000005821
 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100105050
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 鷲田 公一
【先の出願に基づく優先権主張】
 【出願番号】 特願2003-280519
 【出願日】 平成15年 7月25日
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 041243
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1
 【物件名】 要約書 1
 【包括委任状番号】 9700376

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

第 1 の入力シンボルを SSB 変調して USB 信号を得る第 1 の周波数引き上げ型 SSB 変調器と、

第 2 の入力シンボルを SSB 変調して LSB 信号を得る第 2 の周波数引き上げ型 SSB 変調器と、

前記 USB 信号と前記 LSB 信号を結合する結合器と、

を具備し、前記第 2 の周波数引き上げ型 SSB 変調器は、前記第 1 の周波数引き上げ型 SSB 変調器で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いて SSB 変調を行う

ことを特徴とする変調装置。

【請求項 2】

入力した変調信号を SSB 復調して第 1 の復調信号を得る第 1 の周波数引き下げ型 SSB 復調器と、

入力した変調信号を SSB 復調して第 2 の復調信号を得る第 2 の周波数引き下げ型 SSB 復調器と、

を具備し、前記第 2 の周波数引き下げ型 SSB 復調器は、前記第 1 の周波数引き下げ型 SSB 復調器で用いる搬送波周波数に対してシンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いて SSB 復調を行う

ことを特徴とする復調装置。

【請求項 3】

第 1 の入力シンボルを SSB 変調して USB 信号を得る USB 信号形成ステップと、

第 2 の入力シンボルを SSB 変調して LSB 信号を得る LSB 信号形成ステップと、

前記 USB 信号と前記 LSB 信号を結合するステップと、

を含み、前記 LSB 信号形成ステップでは、前記 USB 信号形成ステップで用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いて SSB 変調を行う

ことを特徴とする変調方法。

【請求項 4】

変調信号を所定の搬送波周波数で SSB 復調して第 1 の復調信号を得る第 1 の復調ステップと、

変調信号を前記第 1 の復調ステップでの搬送波周波数よりもシンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数で SSB 復調して第 2 の復調信号を得る第 2 の復調ステップと、

を含み、前記第 1 の復調ステップでは上側波帯を SSB 検波し、前記第 2 の復調ステップでは下側波帯を SSB 検波する

ことを特徴とする復調方法。

【書類名】明細書

【発明の名称】変調装置、復調装置、変調方法及び復調方法

【技術分野】

【0001】

本発明は変調装置、復調装置、変調方法及び復調方法に関し、例えば移動通信に適用し得る。

【背景技術】

【0002】

近年、情報処理技術の普及といわゆるIT (Information Technology) 化社会の急速な進展により、情報通信に対する要求と拡大は目覚ましいものがある。社会と社会の間は当然のことながら、さらには個人と社会をつなぐ通信インフラについても、高速化と無線化が望まれている。こうした移動通信に対する一層の需要は、豊富な周波数資源をも枯渇させてしまう。

【0003】

現在、周波数利用効率の向上を図るために研究されている主たる対象は、MIMO (Multi Input Multi Output) に代表されるように無線伝搬に関わる技術向上である。しかしながら、自由空間とりわけ屋外環境の空間において所望の無線通信路を確保することは様々な困難がある。特に端末が高速で移動するような状況ではなおさらである。多重化は更に困難を極める。

【0004】

これを考慮すると、まず確実な改良をベースバンドで確立すべきであると考えられる。ベースバンドでの改良については、これまでも先駆者がASK、PSK、QAM、CDMA、そしてOFDMなど新しい方式を開発し続けてきた。本質的な解決方法としては、ベースバンドにおける変調効率の向上が切望されるところである。

【0005】

先ず、信号速度を2倍にした際の信号密度を考えると、図15に示すようになる。図15(a)は1軸上のナイキスト信号波形を示している。シンボル周期T毎にナイキスト信号は1波が配置される。図15(b)はシンボル周期T内にナイキスト信号を2波収容した場合を示している。伝送速度は2倍となる。しかし、図15(a)で示した場合の周波数帯域の2倍を要することとなり好ましくない。

【0006】

従来、SSB (Single Side Band) 方式は、受信系のキャリア再生に工夫を要する以外は、伝搬環境の変化にも強いことが知られている。SSB方式を適用することで、ビット誤り率特性を向上させる技術が、特許文献1に記載されている。

【0007】

図16に、特許文献1に記載されている原理を示す。図16(a)に示すような基本となるI軸信号とQ軸信号をSSB化することにより、図16(b)に示すようなSSB化されたI軸信号とSSB化されたQ軸信号を得、これを結合することでSSB-QPSK信号を形成する。

【0008】

具体的には、図17に示すような回路構成により実現される。先ず同相データ信号 $X(n)$ 及び直交データ信号 $Y(n)$ に対してそれぞれ補間器1、2によってゼロを補間する。補間器1の出力は、遅延回路3を介して信号結合器7に送出されると共にヒルベルトフィルタ4によりヒルベルト変換を施された後に信号結合器8に送出される。また補間器2の出力は、ヒルベルトフィルタ5によりヒルベルト変換を施された後に信号結合器7に送出されると共に遅延回路6を介して信号結合器8に送出される。信号結合器7の出力はパルス整形フィルタ9を介してミキサ11に与えられ、信号結合器8の出力はパルス整形フィルタ10を介してミキサ12に与えられる。ミキサ11ではパルス整形フィルタ9の出力信号によってコサイン搬送波 $\cos(\omega_c t)$ が変調され、ミキサ12ではパルス整形フィルタ10の出力信号によってサイン搬送波 $\sin(\omega_c t)$ が変調される。そしてミ

キサ11、12からのIチャネル及びQチャネルRF信号が信号結合器13によって結合されることにより、SSB-QPSK信号Z(t)が得られる。このように特許文献1の構成によれば、SSB化を図るためにI軸信号とQ軸信号のそれぞれのヒルベルト変換成分を生成し直交変調する。

【0009】

これにより、特許文献1によれば、従来のI軸信号とQ軸信号が一方的にコサイン乗算とサイン乗算に決めつけられていた欠点を、SSB化により解消し、伝送特性を改良することができる。これにより、特許文献1には、SSB-QPSKは理論的にはQPSKやSSBと等しい周波数利用効率をもちながら(例:2bps/Hz)、レイリーフェージング路ではQPSKやSSBよりも等化不完全性に対して耐性があり、さらにSSB-QPSKの包絡線変化はQPSKよりも6dB少ないことが示されている、と記載されている。

【特許文献1】米国特許第6,091,781号(特開平11-239189号公報)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

しかしながら、上記特許文献1に記載されている技術は、SSB方式を適用することで、ビット誤り率特性を向上させるための技術であり、根本的には、限られた周波数帯域で従来に比して格段に多くの信号伝送を可能とするものではない。

【0011】

本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、限られた周波数帯域で従来の変調方式と比較して信号伝送速度を格段に向上し得る変調装置、復調装置、変調方法及び復調方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0012】

かかる課題を解決するため本発明の変調装置は、第1の入力シンボルをSSB変調してUSB信号を得る第1の周波数引き上げ型SSB変調器と、第2の入力シンボルをSSB変調してLSB信号を得る第2の周波数引き上げ型SSB変調器と、前記USB信号と前記LSB信号を結合する結合器と、を具備し、前記第2の周波数引き上げ型SSB変調器は、前記第1の周波数引き上げ型SSB変調器で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行う構成を採る。

【0013】

本発明の変調方法は、第1の入力シンボルをSSB変調してUSB信号を得るUSB信号形成ステップと、第2の入力シンボルをSSB変調してLSB信号を得るLSB信号形成ステップと、前記USB信号と前記LSB信号を結合するステップと、を含み、前記LSB信号形成ステップでは、前記USB信号形成ステップで用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行うようにする。

【0014】

これらの構成及び方法によれば、I軸信号とQ軸信号をSSB化させることによりそれぞれの側帯波幅を元の側帯波の2倍である元の両側波帯 BW_1 にまで拡張し(図1(c))、さらにLSB信号を形成する際にUSB信号を形成する際に用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調するので、LSB信号とUSB信号を同一周波数上に多重化することができ(図1(d))、2倍の伝送速度を可能にしながらも与えられた周波数帯域幅のままの変調信号を得ることができる。

【0015】

本発明の復調装置は、入力した変調信号を所定の搬送波周波数でSSB復調して第1の復調信号を得る第1の周波数引き下げ型SSB復調器と、入力した変調信号を前記第1の周波数引き下げ型復調器で用いた搬送波周波数よりもシンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数でSSB復調して第2の復調信号を得る第2の周波数引き下げ型SSB復調器と、を具備する構成を採る。

【0016】

本発明の復調方法は、変調信号を所定の搬送波周波数でSSB復調して第1の復調信号を得る第1の復調ステップと、変調信号を前記第1の復調ステップでの搬送波周波数よりもシンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数でSSB復調して第2の復調信号を得る第2の復調ステップとを含み、前記第1の復調ステップでは上側波帯をSSB検波し、前記第2の復調ステップでは下側波帯をSSB検波するようにする。

【0017】

これらの構成及び方法によれば、USB信号とLSB信号とがSSB直交多重化されてなる変調信号から、SSB直交多重化前の各信号を抽出できる。

【発明の効果】**【0018】**

このように本発明によれば、簡単な回路構成で、従来の直交変調方式が必要とする周波数帯域幅の範囲内で、従来の直交変調方式のもつ信号伝送速度の2倍の伝送速度を達成できる変調装置を実現できると共に、その変調装置からの変調信号を良好に復調できる復調装置を実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】**【0019】**

本発明の概要は、従来の直交変調の2倍の高速のシンボル速度の情報信号を変調するものである。通常、このような操作を行うと、必要となる周波数帯域幅は2倍となる。本発明は、送信信号を多重SSB化することにより元の周波数帯域幅内に収容するものである。さらにこのような変調信号に対する復調方式を提案する。

【0020】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【0021】

図1に、本発明の変調方式の概念を示す。図1(a)は従来の基本的なQPSK方式によるI軸とQ軸のスペクトルを示したものである。この従来のQPSKの持つ伝送速度を2倍に向上させるためには、図1(b)のように周波数帯域幅 BW_1 を2倍にしなければならない。それでは周波数利用効率は改善されない。そこで、本発明では、I軸信号とQ軸信号をSSB化させることによりそれぞれの側帯波幅を元の側帯波の2倍である全周波数帯域幅 BW_1 に拡張し(図1(c))、さらに同一周波数上に多重化する(図1(d))ことにより、2倍の伝送速度を可能にしながらも与えられた周波数帯域幅のままでの通信を実現する。すなわち上記特許文献1におけるSSB-QPSKに比して伝送速度を2倍とすることができる。

【0022】

図2に、図1に示した本発明の概念を実現するための構成を示す。図2に示す実施の形態の変調装置100において、送信されるべき信号 $f(t)$ はシリアル-パラレル変換器(S/P)101を通り2系統の並列信号とされる。従来の信号速度に比して2倍とすることが可能となることから、この信号群をBit1, 3とBit2, 4と名づける。この2系統の信号は各々ナイキストフィルタ(NFL)102、103を通り、ナイキスト信号とされる。

【0023】

ナイキストフィルタ102から出力されたナイキスト信号は周波数引き上げ型SSB変調器110に入力されると共に、ナイキストフィルタ103から出力されたナイキスト信号は周波数引き上げ型SSB変調器120に入力される。周波数引き上げ型SSB変調器110は、周波数信号源112と乗算器113、114からなる直交変調部と、ヒルベルト変換器111とを有する。また周波数引き上げ型SSB変調器120は、周波数信号源122と乗算器123、124からなる直交変調部と、ヒルベルト変換器121とを有する。

【0024】

周波数引き上げ型SSB変調器110に入力される信号Bit1, 3のナイキスト信号

は、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ である ω_1 を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0$ $/2$ を持つ周波数信号源 112 からの余弦波が乗算器 113 にて乗算される。また同時に信号 Bit 1, 3 のナイキスト信号をヒルベルト変換器 111 に通した信号に、上記 $\omega_1 - \omega_0$ $/2$ なる周波数信号源 112 からの正弦波が乗算器 114 にて乗算される。次に減算器 115 にてこの 2 つの出力の差をとることにより、信号 Bit 1, 3 を載せ搬送周波数を $\omega_1 - \omega_0$ $/2$ とする上側 SSB 信号 (USB 信号) が得られる。

【0025】

一方、周波数引き上げ型 SSB 変調器 120 に入力される信号 Bit 2, 4 のナイキスト信号は、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ である ω_1 を加算した周波数 $\omega_1 + \omega_0$ $/2$ を持つ周波数信号源 122 からの余弦波が乗算器 124 にて乗算される。また同時に信号 Bit 2, 4 のナイキスト信号をヒルベルト変換器 121 に通した信号に、上記 $\omega_1 + \omega_0$ $/2$ なる周波数信号源 122 からの正弦波が乗算器 123 にて乗算される。次に加算器 125 にてこの 2 つの出力の和をとることにより、信号 Bit 2, 4 を載せ搬送周波数を $\omega_1 + \omega_0$ $/2$ とする下側 SSB 信号 (LSB 信号) が得られる。

【0026】

そして周波数引き上げ型 SSB 変調器 110 から出力される USB 信号 (図 3 (a)) と、周波数引き上げ型 SSB 変調器 120 から出力される LSB 信号 (図 3 (b)) を、信号結合器 130 にて結合することにより、図 3 (c) に示すような SSB 多重化変調信号が得られる。

【0027】

このように本実施の形態においては、LSB 信号を得るための周波数引き上げ型 SSB 変調器 120 は、USB 信号を得るための周波数引き上げ型 SSB 変調器 110 で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いて SSB 変調を行う。これにより、LSB 信号と USB 信号を同一周波数帯域に多重することができる。

【0028】

ここで実施の形態の理解のために、図 4 に示すような一般的な位相偏移型 SSB 変調器について説明する。ここで図 5 に、図 4 の位相偏移型 SSB 変調器 200 の動作をスペクトルで示す。変調信号関数として、次式のような複素解析関数をとるならば SSB 信号を得ることができる。

【0029】

【数 1】

$$f(t) = u(t) + ju'(t) \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここで (1) 式において $u'(t)$ は入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換を表す。

【0030】

次式のように、図 4 の上側回路 (遅延回路 201、バランスドミキサ 202) では入力信号 $u(t)$ を搬送波 $\cos \omega_1 t$ と乗算し、下側回路 (ヒルベルト変換器 203、バランスドミキサ 204) では入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換後の信号 $u'(t)$ を搬送波 $\sin \omega_1 t$ と乗算する。

【0031】

【数 2】

$$\begin{aligned} & u(t) \times \cos \omega_1 t \\ &= u(t) \times \frac{1}{2} (e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) \\ & u'(t) \times \sin \omega_1 t \\ &= u'(t) \times \frac{1}{j2} (e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t}) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(2)$$

図 5 (a) は、入力信号 $u(t)$ を偶関数 $V_{\text{even}}(t)$ と奇関数 $V_{\text{odd}}(t)$ の合成で示した場

合のスペクトルを示したものである。図5(b)は、入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換出力を入力信号 $u(t)$ の成分である偶関数成分 $V_{\text{even}}(t)$ と奇関数成分 $V_{\text{odd}}(t)$ で表したものである。図5(c)は、入力信号 $u(t)$ に $\cos \omega_1 t$ を乗算したものを示し、図5(d)は入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換した $u'(t)$ に $\sin \omega_1 t$ を乗算したものを示したものである。この結果を、次式に示すように合成（ここでは減算）する。

【0032】

【数3】

$$\begin{aligned} & u(t) \times \cos \omega_1 t - u'(t) \times \sin \omega_1 t \\ &= u(t) \times \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} - ju'(t) \times \frac{e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t}}{2} \\ &= \frac{1}{2} \{ (u(t) - ju'(t)) e^{j\omega_1 t} + (u(t) + ju'(t)) e^{-j\omega_1 t} \} \quad \dots\dots\dots (3) \\ &= \frac{1}{2} \{ f(t) e^{j\omega_1 t} + f^*(t) e^{-j\omega_1 t} \} \end{aligned}$$

(3) 式の結果からも明らかなように、変調されるべき信号 $f(t)$ は搬送周波数 ω_1 による解析信号 $e^{j\omega_1 t}$ の上に乗り、負周波数領域で対をなす搬送周波数 $-\omega_1$ による解析信号 $e^{-j\omega_1 t}$ の上に乗る信号は $f(t)$ と共役の $f^*(t)$ となる。すなわち、スペクトルは周波数軸上で正負対称（線対称）となりSSBとなることが証明される。図5(e)は両者の差を表し、USB（上側側波帯SSB）となっていることを示しており、図5(f)は両者の和を表し、LSB（下側側波帯SSB）となっていることを示している。

【0033】

ここで図5(e)は図5(c)－図5(d)で得られるUSBを示し、図5(f)は図5(c)＋図5(d)で得られるLSBを示す。また図5では、図6(a)に示すような三角形の記号で偶関数成分を表し、図6(b)に示すような弧状の記号で奇関数成分を表すものとする。

【0034】

上述したように本発明によれば、簡易な構成により、従来の直交変調方式が必要とする周波数帯域幅の範囲内で従来の伝送速度の2倍の伝送速度を得る変調方式が実現できることが明らかとなった。

【0035】

次に、上述のように本発明の変調方式により形成された変調信号を復調する本発明の復調方式について説明する。

【0036】

まず、その原理について説明する。SSB信号は同期的に復調できる。例えばUSB信号と $\cos \omega_c t$ との乗算はそのスペクトルを $\pm \omega_c$ 移動したものになる。この信号を低域フィルタに通すと必要なベースバンド信号が得られる。これはLSB信号についても同様である。SSB信号の時間領域表現を求めるために、信号 $f(t)$ の解析信号（前包絡線ともいう。pre-envelope) の概念を使う。

【0037】

図7に、図5(e)に示すUSB信号と図5(f)に示すLSB信号からなるSSB受信信号を復調する場合における、各処理でのスペクトル配置を示す。ここで図7では、図5と同様に、図6(a)に示すような三角形の記号で偶関数成分を表し、図6(b)に示すような弧状の記号で奇関数成分を表すものとする。

【0038】

SSB信号を受信すると、受信系において以下の数式で示すような動作を行うようにする。まず図7(a)に示すUSB信号に対して、次式に示すように $\cos \omega_1 t$ を乗算する。

【0039】

【数4】

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} \{f(t)e^{j\omega_1 t} + f^*(t)e^{-j\omega_1 t}\} \times \cos \omega_1 t \\
&= \frac{1}{2} \{f(t)e^{j\omega_1 t} + f^*(t)e^{-j\omega_1 t}\} \times \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} \quad \dots\dots\dots (4) \\
&= \frac{1}{2} \{f(t)e^{j2\omega_1 t} + f^*(t)e^{-j2\omega_1 t} + f(t) + f^*(t)\}
\end{aligned}$$

これにより、その結果を示す図7(b)からも明らかなように、搬送波周波数の2倍に達する高周波成分とベースバンド成分が生成される。

【0040】

次に搬送波周波数の2倍に達する $\pm 2\omega_1$ の成分をLPFで除去すると、次式のようになり、送信信号が復調される(図7(e))。

【0041】

【数5】

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} \{f(t)e^{j2\omega_1 t} + f^*(t)e^{-j2\omega_1 t} + f(t) + f^*(t)\} \quad \dots\dots\dots (5) \\
& \rightarrow f(t) + f^*(t)
\end{aligned}$$

LSB信号についても同様に、送信信号(図7(c))に $\sin \omega_1 t$ を乗算することにより、図7(d)に示すようにUSB信号の場合と同様に搬送波周波数の2倍に達する高周波成分とベースバンド成分を生成する。そしてここでもLPFで高域成分を除去する。これにより、図7(e)で示すように、送信信号が復調される。これらの処理を数式で表すと、次式のようになる。

【0042】

【数6】

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} \{-f^*(t)e^{j\omega_1 t} + f(t)e^{-j\omega_1 t}\} \times \sin \omega_1 t \\
&= \frac{1}{2} \{-f^*(t)e^{j2\omega_1 t} - f(t)e^{-j2\omega_1 t} + f(t) + f^*(t)\} \quad \dots\dots\dots (6) \\
& \rightarrow f^*(t) + f(t)
\end{aligned}$$

図8に、本発明の復調装置の構成例を示す。復調装置300は、2基の周波数引き下げ型SSB復調器310、320を有する。復調装置300は、受信した変調信号をバンドパスフィルタ(BPF)301を介して2基の周波数引き下げ型SSB復調器310、320に入力する。

【0043】

周波数引き下げ型SSB復調器310は、周波数信号源313と乗算器311、312からなる直交復調器と、ヒルベルト変換器316とを有する。周波数引き下げ型SSB復調器310は、入力信号に対して、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ である ω_1 を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0/2$ を持つ周波数信号源313からの余弦波を乗算器311にて乗算する。また同時に入力信号に対して、上記 $\omega_1 - \omega_0/2$ なる周波数信号源313からの正弦波を乗算器312にて乗算する。そして直交復調器により得られた2系統の出力のうち一方はローパスフィルタ(LPF)314を介して加算器317に与えられ、他方はローパスフィルタ(LPF)315及びヒルベルト変換器316を介して加算器317に与えられる。加算器317ではこれら2つの信号の和がとられ、その出力がナイキストフィルタ(NFL)330を通過することにより、元の信号Bit1, 3が得られる。

【0044】

周波数引き下げ型SSB復調器320は、周波数信号源323と乗算器321、322

からなる直交復調器と、ヒルベルト変換器 326 とを有する。周波数引き下げ型 SSB 復調器 320 は、入力信号に対して、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ である ω_1 を加算した周波数 $\omega_1 + \omega_0 / 2$ を持つ周波数信号源 323 からの余弦波を乗算器 321 にて乗算する。また同時に入力信号に対して、上記 $\omega_1 + \omega_0 / 2$ なる周波数信号源 323 からの正弦波を乗算器 322 にて乗算する。そして直交復調器により得られた 2 系統の出力のうち一方はローパスフィルタ (LPF) 324 及びヒルベルト変換器 326 を介して減算器 327 に与えられ、他方はローパスフィルタ (LPF) 325 を介して減算器 327 に与えられる。減算器 327 ではこれら 2 つの信号の差がとられ、その出力がナイキストフィルタ (NFL) 331 を通過することにより、元の信号 Bit 2, 4 が得られる。

【0045】

次に、2 系統の信号 Bit 1, 3 と信号 Bit 2, 4 がパラレル-シリアル変換器 (P/S) 332 に入力されることにより、P/S 332 から受信データ $f(t)$ が出力される。

【0046】

次に図 9 と数式を用いて、図 8 の復調装置 300 を用いれば、USB 信号と LSB 信号とが直交多重化されてなる図 9 (a) に示すような受信信号 (すなわち変調装置 100 からの送信信号) から、それぞれの信号を抽出できる理由を説明する。

【0047】

まず、2 入力を $u(t)$ 、 $v(t)$ とし、それぞれの解析信号 $f_+(t)$ 、 $f_-(t)$ 、 $g_+(t)$ 、 $g_-(t)$ を次式のように表す。但し、 $u'(t)$ 、 $v'(t)$ はそれぞれ $u(t)$ 、 $v(t)$ のヒルベルト変換を表すものとする。

【0048】

【数 7】

$$\begin{aligned} f_+(t) &= u(t) + ju'(t) \\ f_-(t) &= u(t) - ju'(t) \\ g_+(t) &= v(t) + jv'(t) \\ g_-(t) &= v(t) - jv'(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (7)$$

このとき直交化 SSB 信号は、次式のように表すことができる。

【0049】

【数 8】

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2} \{ f_+(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + f_-(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \} \\ &+ \frac{1}{2} \{ -g_-(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + g_+(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (8)$$

復調装置 300 では、まず、周波数引き下げ型 SSB 復調器 310 により、次式に示すように、 $\cos(\omega_1 - \omega_0 / 2)t$ を乗じたのち LPF 314 を通してベースバンド信号を取り出す。

【0050】

【数 9】

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{1}{2} \{ f_+(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + f_-(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \} \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} \{ -g_-(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + g_+(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} \right] \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
& = \frac{1}{4} \{ f_+(t) e^{j(2\omega_1 - \omega_0)t} + f_-(t) e^{-j(2\omega_1 - \omega_0)t} + f_+(t) + f_-(t) \} \\
& + \frac{1}{4} \{ -g_-(t) e^{j2\omega_1 t} + g_+(t) e^{-j2\omega_1 t} - g_-(t) e^{j\omega_0 t} + g_+(t) e^{-j\omega_0 t} \} \\
& \rightarrow \frac{1}{4} \{ f_+(t) + f_-(t) - g_-(t) e^{j\omega_0 t} + g_+(t) e^{-j\omega_0 t} \}
\end{aligned} \quad \dots\dots\dots (9)$$

この結果、LPF 314からの出力は図9 (b)に示すようなスペクトルとなる。USB側はベースバンドに落ちるがLSB側には ω_0 なる周波数オフセットが残る。

【0051】

同様に、周波数引き下げ型SSB復調器310により、次式に示すように、 $\sin(\omega_1 - \omega_0 / 2)t$ を乗じたのちLPF 315を通してベースバンド信号を取り出す。

【0052】

【数 10】

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{1}{2} \{ f_+(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + f_-(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \} \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} \{ -g_-(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + g_+(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} \right] \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
& = \frac{1}{4} \{ f_+(t) e^{j(2\omega_1 - \omega_0)t} - f_-(t) e^{-j(2\omega_1 - \omega_0)t} + f_+(t) - f_-(t) \} \\
& + \frac{1}{4} \{ -g_-(t) e^{j2\omega_1 t} + g_+(t) e^{-j2\omega_1 t} - g_-(t) e^{j\omega_0 t} - g_+(t) e^{-j\omega_0 t} \} \\
& \rightarrow \frac{1}{4} \{ f_+(t) - f_-(t) - g_-(t) e^{j\omega_0 t} - g_+(t) e^{-j\omega_0 t} \}
\end{aligned} \quad \dots\dots\dots (10)$$

この結果、LPF 315からの出力は図9 (c)に示すようなスペクトルとなる。図9 (b)と同様にUSB側はベースバンドに落ちるがLSB側には ω_0 なる周波数オフセットが残る。

【0053】

また復調装置300においては、周波数引き下げ型SSB復調器320により、次式に示すように、 $\cos(\omega_1 + \omega_0 / 2)t$ を乗じたのちLPF 324を通してベースバンド信号を取り出す。

【0054】

【数 11】

$$\begin{aligned}
& \left[\frac{1}{2} \{ f_+(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + f_-(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \} \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} \{ -g_-(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + g_+(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} \right] \times \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = \frac{1}{4} \{ f_+(t) e^{j2\omega_1 t} + f_-(t) e^{-j2\omega_1 t} + f_+(t) e^{j\omega_0 t} + f_-(t) e^{-j\omega_0 t} \} \\
& + \frac{1}{4} \{ -g_-(t) e^{j(2\omega_1 + \omega_0)t} + g_+(t) e^{-j(2\omega_1 + \omega_0)t} - g_-(t) + g_+(t) \} \\
& \rightarrow \frac{1}{4} \{ f_+(t) e^{j\omega_0 t} + f_-(t) e^{-j\omega_0 t} - g_-(t) + g_+(t) \}
\end{aligned} \quad \dots\dots\dots (11)$$

この結果、LPF 324からの出力は図9 (e)に示すようなスペクトルとなる。LSB側はベースバンドに落ちるがUSB側には ω_0 なる周波数オフセットが残る。

【0055】

同様に、周波数引き下げ型 SSB 復調器 320 により、次式に示すように、 $\sin(\omega_1 + \omega_0/2)t$ を乗じたのち LPF 325 を通してベースバンド信号を取り出す。

【0056】

【数 12】

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \{ f_+(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + f_-(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \} \\ & + \frac{1}{2} \{ -g_-(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + g_+(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \frac{1}{4} \{ f_+(t) e^{j2\omega_1 t} - f_-(t) e^{-j2\omega_1 t} + f_+(t) e^{j\omega_0 t} - f_-(t) e^{-j\omega_0 t} \} \\ & + \frac{1}{4} \{ -g_-(t) e^{j(2\omega_1 + \omega_0)t} - g_+(t) e^{-j(2\omega_1 + \omega_0)t} - g_-(t) - g_+(t) \} \\ & \rightarrow \frac{1}{4} \{ f_+(t) e^{j\omega_0 t} - f_-(t) e^{-j\omega_0 t} - g_-(t) - g_+(t) \} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (12)$$

この結果、LPF 325 からの出力は図 9(f) に示すようなスペクトルとなる。図 9(e) と同様に LSB 側はベースバンドに落ちるが USB 側には ω_0 なる周波数オフセットが残る。

【0057】

ここで、LPF 315 の出力スペクトルを示す図 9(c) を見ると、USB 側と LSB 側の周波数軸上での対称性が正負で逆であることが分かる。この性質を用いて ω_0 なる周波数オフセットが残る LSB 側成分を除去する。すなわち図 9(c) から図 9(b) の形に変換するには奇関数配置を偶関数配置にすればよいので、ヒルベルト変換を施す。これを実現するため復調装置 300 の周波数引き下げ型 SSB 復調器 310 では、LPF 315 の出力に対してヒルベルト変換器 316 によりヒルベルト変換処理を施すようになっている。この結果（すなわちヒルベルト変換器 316 の出力）は、図 9(d) に示すものとなり、図 9(b) と比べると USB 側は同一であるが LSB 側は逆極性となる。すなわち図 9(b) と図 9(d) の和をとることにより、USB 成分が抽出され、LSB 成分は除去される。

【0058】

他方、LPF 325 の出力スペクトルを示す図 9(e) では、USB 側はベースバンドに落ちるが LSB 側には ω_0 なる周波数オフセットが残る。ここで LPF 324 の出力スペクトルを示す図 9(f) を見ると、USB 側と LSB 側の周波数軸上での対称性が正負で逆であることが分かる。従って周波数引き下げ型 SSB 復調器 320 においては、LPF 324 の出力に対してヒルベルト変換器 326 によりヒルベルト変換を施すようになっている。この結果（すなわちヒルベルト変換器 326 の出力）は、図 9(g) に示すものとなり、図 9(f) と比べると USB 側は同一であるが LSB 側は逆極性となる。すなわち図 9(f) と図 9(g) の差をとることにより、LSB 成分が抽出され、USB 成分は除去される。

。

【0059】

このように、図 8 に示す復調装置 300 を用いれば、多重化された信号を全て分離抽出することができる。

【0060】

参考として、図 10 に、ヒルベルト変換器の具体的構成例として、IIR 型のデジタルヒルベルトフィルタを示す。ヒルベルト変換の原理について簡単に説明する。スペクトル $M_+(\omega) = M(\omega) u(\omega)$ と $M_-(\omega) = M(\omega) u(-\omega)$ の逆フーリエ変換を $m_+(t)$ と $m_-(t)$ とするとき、 $2m_+(t)$ を $m(t)$ の解析信号と呼ぶ。 $|M_+(\omega)|$ と $|M_-(\omega)|$ はそれぞれ ω の偶関数ではないから、 $m_+(t)$ と $m_-(t)$ は複素信号である。さらに $M_+(\omega)$ と $M_-(\omega)$ は共役であるから、 $m_+(t)$ と $m_-(t)$ も共役である。

【0061】

従って、次式

【数 13】

$$m_+(t) = \frac{1}{2}[m(t) + jm_h(t)]$$

$$m_-(t) = \frac{1}{2}[m(t) - jm_h(t)]$$

.....(13)

が成り立ち、 $m_+(t) + m_-(t) = m(t)$ として原信号が復調される。ここで $m_h(t)$ は $m(t)$ のヒルベルト変換であり、次式で表される。

【0062】

【数 14】

$$m_h(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{m(\alpha)}{t - \alpha} d\alpha$$

.....(14)

かくして本実施の形態の構成によれば、第 1 及び第 2 の周波数引き上げ型 SSB 変調器 110、120 を設け、SSB 変調器 110、120 の搬送周波数をシンボル速度の逆数（すなわち入力シンボルの基本周波数）に相当する周波数だけ差をもつようにし、かつ高い搬送周波数に設定した SSB 変調器 120 から LSB 信号を得ると共に低い搬送周波数に設定した SSB 変調器 110 から USB 信号を得、この LSB 信号と USB 出力の和を変調出力とするようにしたことにより、従来の直交変調方式が必要とする周波数帯域幅の範囲内で、従来の直交変調方式のもつ信号伝送速度の 2 倍の伝送速度を達成できる変調装置 100 を実現できる。

【0063】

また第 1 及び第 2 の周波数引き下げ型 SSB 復調器 310、320 を設け、SSB 復調器 310、320 の搬送周波数をシンボル速度の逆数（すなわち送信シンボルの基本周波数）に相当する周波数だけ差をもつようにし、かつ高い搬送周波数に設定した SSB 復調器 320 から LSB 信号を得ると共に低い搬送波周波数に設定した SSB 復調器 310 から USB 信号を得るようにしたことにより、USB 信号と LSB 信号とが直交多重化されてなる受信信号から、それぞれの信号を抽出できる復調装置を実現できる。

【0064】

これにより、周波数利用効率を 2 倍に高めることができ、例えば利用ユーザー数を 2 倍程度に高める効果や、既存の周波数割当の中で伝送速度を 2 倍にする効果を得ることができる。

【0065】

図 11、図 12 及び図 13 に、本実施の形態の変調装置 100 及び復調装置 300 を用いた場合のシミュレーション結果を示す。本発明の目的は周波数利用効率の改善にある。したがって第 1 に確認すべきことは帯域幅が確実に目的を満たすか否かにある。図 11 は I-Q 軸の一方を構成する SSB 出力で、下側帯幅 (LSB) である。-3 dB 帯域幅が 0.5 Hz であることが分かる。また -50 dB 減衰までの帯域幅が 1 Hz に抑えられる。図 12 は I、Q それぞれからの USB と LSB を同一の帯域に重ねたもので、1 Hz の帯域に入っていることが確認できる。

【0066】

次に確認すべきことは、本発明での提案方式の通信品質が 16 QAM より優れていることである。図 13 は、AWGN (Additive White Gaussian Noise) 環境下での BER (Bit Error Rate) 対 S/N (SN 比) を示すものである。図 13 から明らかなように、本実施の形態の変調装置 100、復調装置 300 を用いれば、QPSK とほぼ同等の BER を得ることができ、同等の伝送速度をもつ 16 QAM に対しては 10^{-2} 点でも 4 dB 以上の S/N 特性を得ることができる。

【0067】

なお上述した実施の形態では、周波数引き上げ型の SSB 変調器として、図 2 に示すようなヒルベルト変換部を有する SSB 変調器 110、120 を用いて本発明の変調方法を実施する場合について説明したが、本発明を実施するための SSB 変調器の構成はこれに

限らない。

【0068】

要は、第1の入力信号をSSB変調してUSB信号を得る第1の周波数引き上げ型SSB変調器と、第2の入力信号をSSB変調してLSB信号を得る第2の周波数引き上げ型SSB変調器とを用意し、第2の周波数引き上げ型SSB変調器によって、第1の周波数引き上げ型SSB変調器で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行うようにすればよい。

【0069】

同様に、上述した実施の形態では、周波数引き下げ型SSB復調器として、図8に示すようなヒルベルト変換部を有するSSB復調器310、320を用いて本発明の復調方法を実施する場合について説明したが、本発明を実施するためのSSB復調器の構成はこれに限らない。

【0070】

要は、入力した変調信号をSSB復調して第1の復調信号を得る第1の周波数引き下げ型SSB復調器と、入力した変調信号をSSB復調して第2の復調信号を得る第2の周波数引き下げ型SSB復調器とを用意し、第2の周波数引き下げ型SSB復調器によって、第1の周波数引き下げ型SSB復調器で用いる搬送波周波数に対して送信シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB復調を行うようにすればよい。

【0071】

周波数引き上げ型SSB変調器や周波数引き下げ型SSB変調器としては、従来種々のものが提案され実用化されているが、その一例として図14に示すようなものがある。図14のSSB変調器は、バランズドミキサ、ローパスフィルタ、バランズドミキサを2系統設け、入力信号 $X(t)$ を各系統に入力させ、各系統の出力を加減器により加減することによりLSB信号、USB信号を得るものである。ここで一方の系統のバランズドミキサにはコサイン波を入力させ、他方の系統のバランズドミキサにはサイン波を入力させる。そして各バランズドミキサに入力させるコサイン波、サイン波の周波数 Ω 、 ω を適宜選定することにより、所望帯域のLSB信号、USB信号を得るようにする。

【0072】

つまり、図2の周波数引き上げ型SSB変調器110、120に代えて、図14に示すような周波数引き上げ型SSB変調器を用いても本発明を実施することができる。この際、LSB信号を得るためのSSB変調器が、USB信号を得るためのSSB変調器での搬送波周波数に対して入力シンボル $X(t)$ の基本周波数だけ高い搬送波周波数のLSB信号を得ることができるように、バランズドミキサに入力させるコサイン波、サイン波の周波数 Ω 、 ω の値を適宜選定すればよい。

【産業上の利用可能性】

【0073】

本発明は、無線通信における周波数利用率の向上を図る新たな変調方式に関わるものであり、例えば限られた周波数帯域で高速信号伝送が要求される移動通信や無線LAN (Local Area Network) 等に適用し得る。

【図面の簡単な説明】

【0074】

- 【図1】 本発明の変調方式の概念を示す図
- 【図2】 実施の形態の変調装置の構成を示すブロック図
- 【図3】 実施の形態の変調装置における出力信号特性を示す図
- 【図4】 位相偏移型SSB変調器の構成を示すブロック図
- 【図5】 位相偏移型SSB変調器における出力信号特性を示す図
- 【図6】 偶関数成分と奇関数成分を示す図
- 【図7】 実施の形態による復調原理の説明に供する図
- 【図8】 実施の形態の復調装置の構成を示すブロック図
- 【図9】 実施の形態の復調動作の説明に供する図

【図10】 IIR型のデジタルヒルベルトフィルタの構成例を示すブロック図

【図11】 帯域幅確認のためのLSB信号のシミュレーション結果を示す図

【図12】 帯域幅確認のためのUSB信号とLSB信号との合成信号のシミュレーション結果を示す図

【図13】 通信品質確認のためのBER対S/Nのシミュレーション結果を示す図

【図14】 SSB変調器の他の構成例を示すブロック図

【図15】 ナイキスト信号波形を示す図

【図16】 従来のSSB-QPSK変調の説明に供する図

【図17】 従来の変調装置の構成を示すブロック図

【符号の説明】

【0075】

100 変調装置

101 シリアル-パラレル変換器 (S/P)

102、103、330、331 ナイキストフィルタ (NFL)

110、120 周波数引き上げ型SSB変調器

111、121、316、326 ヒルベルト変換器

112、122、313、323 周波数信号源

113、114、123、124、311、312、321、322 乗算器

115、327 減算器

125、317 加算器

130 信号結合器

300 復調装置

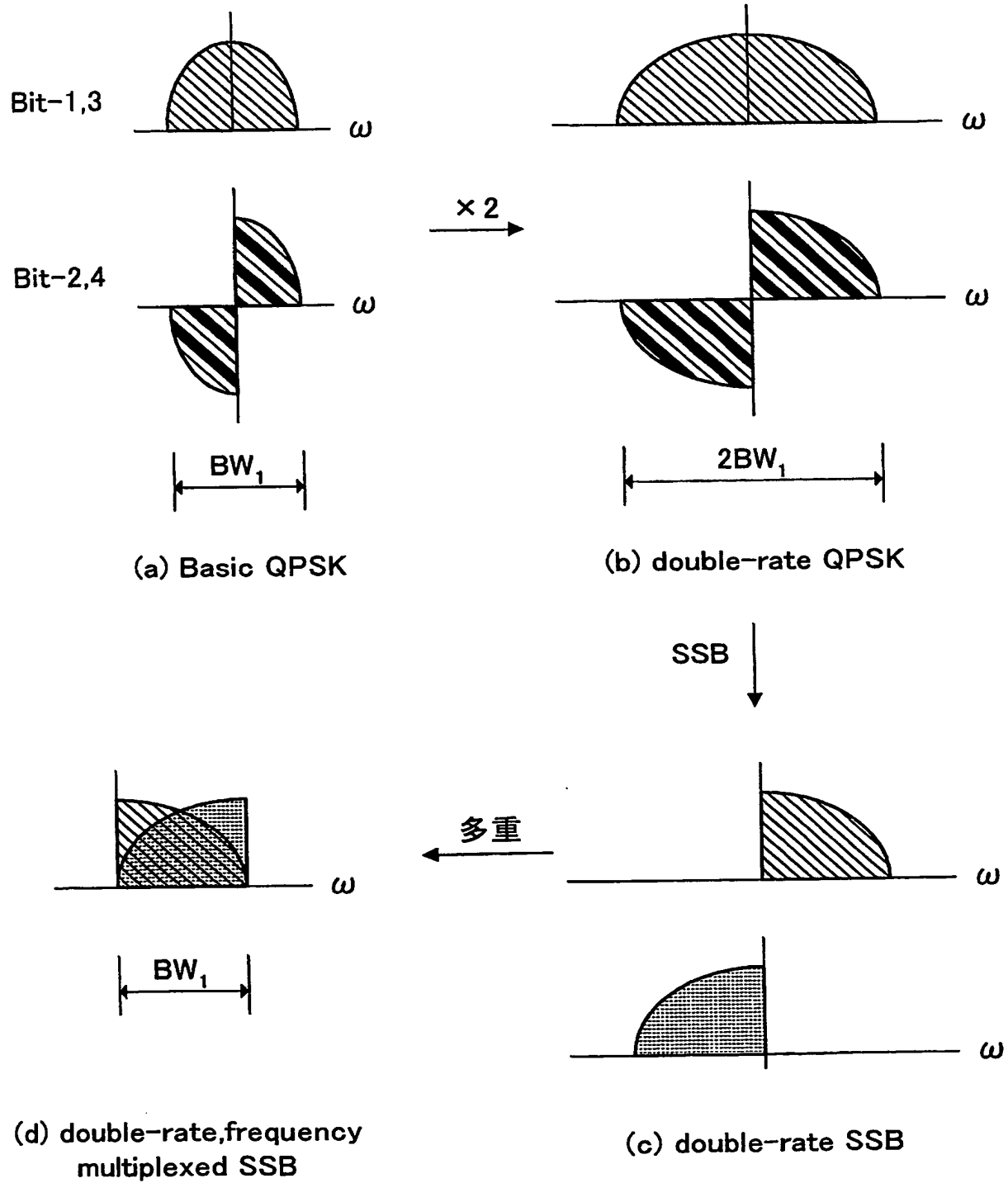
310、320 周波数引き下げ型SSB復調器

314、315、324、325 ローパスフィルタ (LPF)

332 パラレル-シリアル変換器 (P/S)

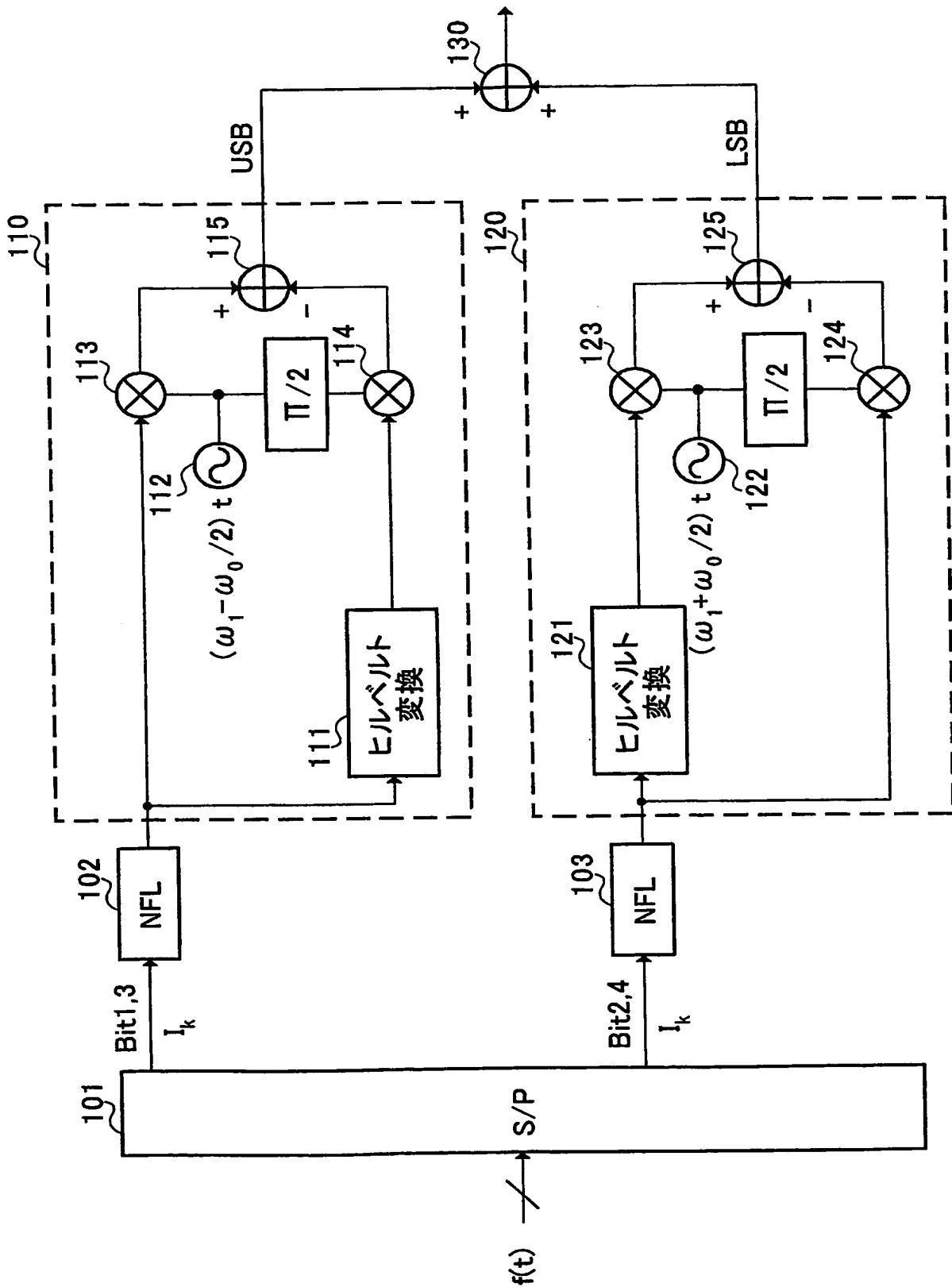
【書類名】 図面

【図 1】

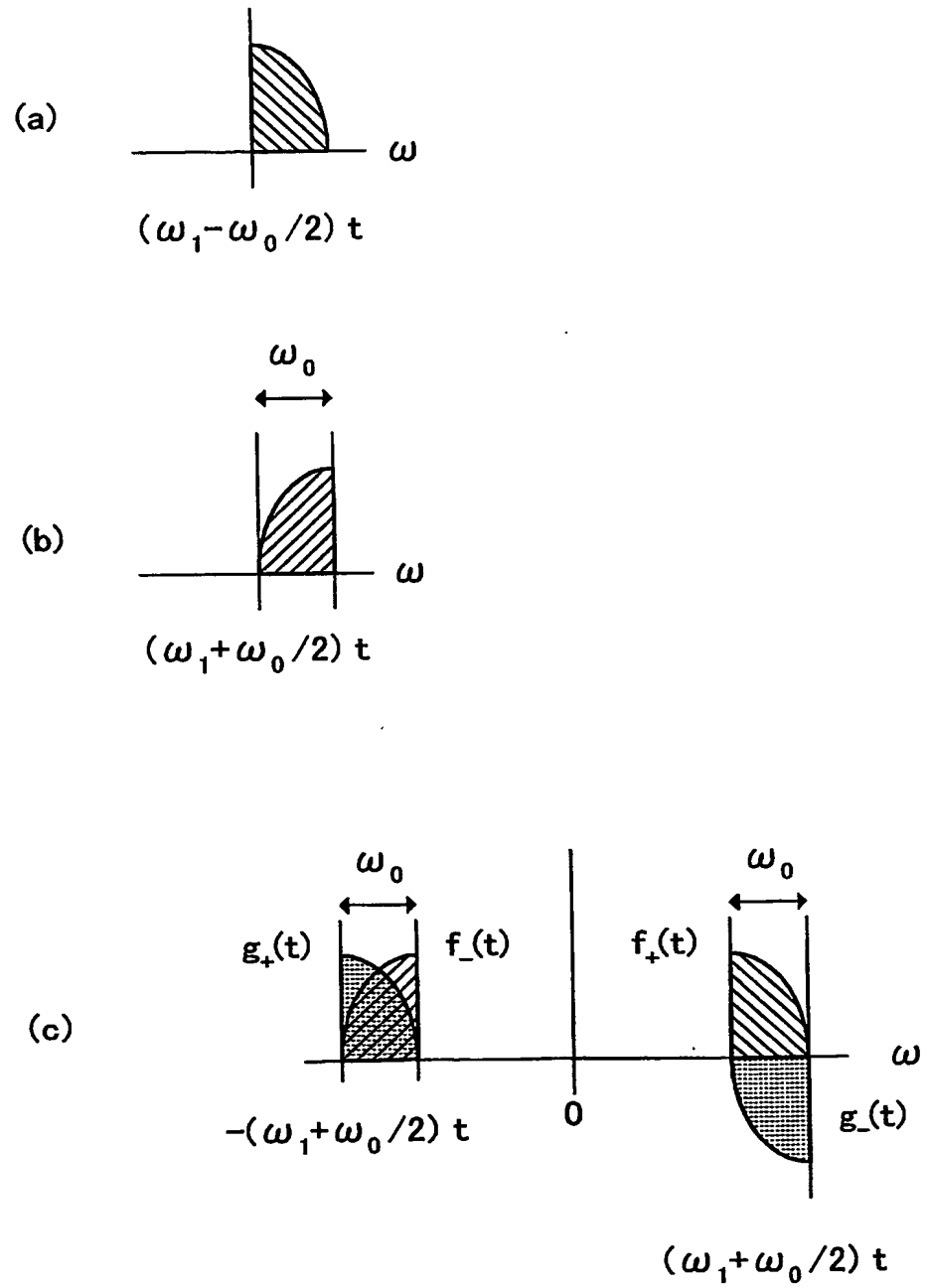


【図 2】

100 変調装置

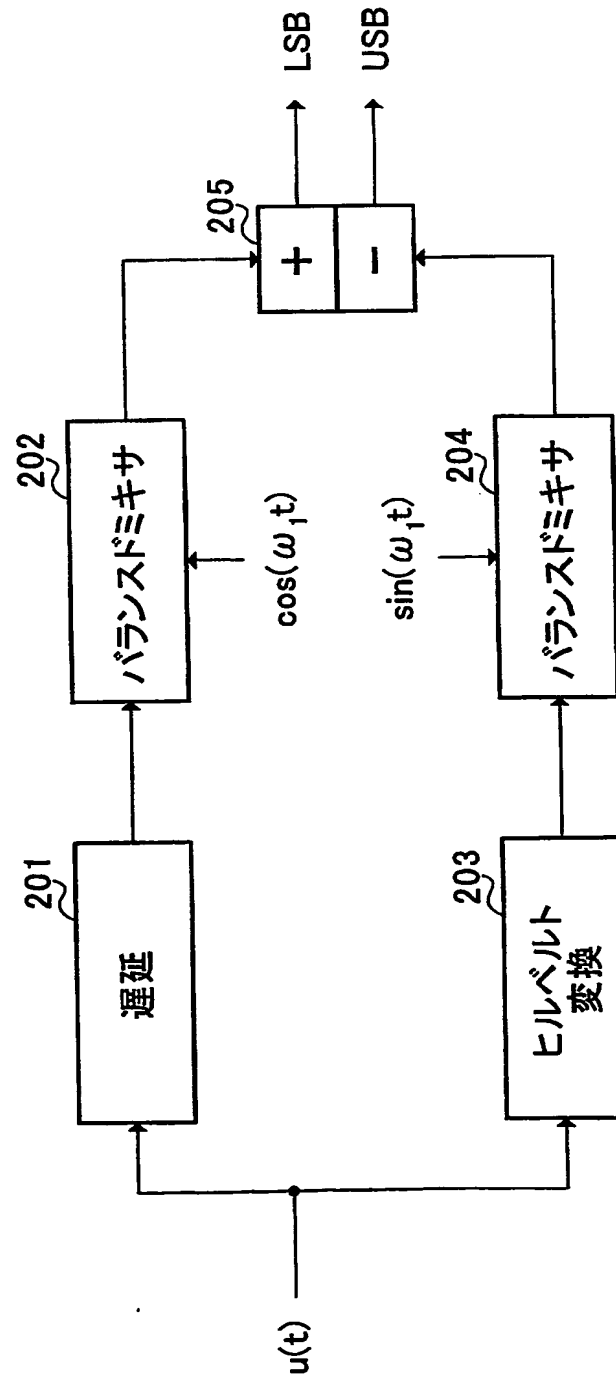


【図 3】

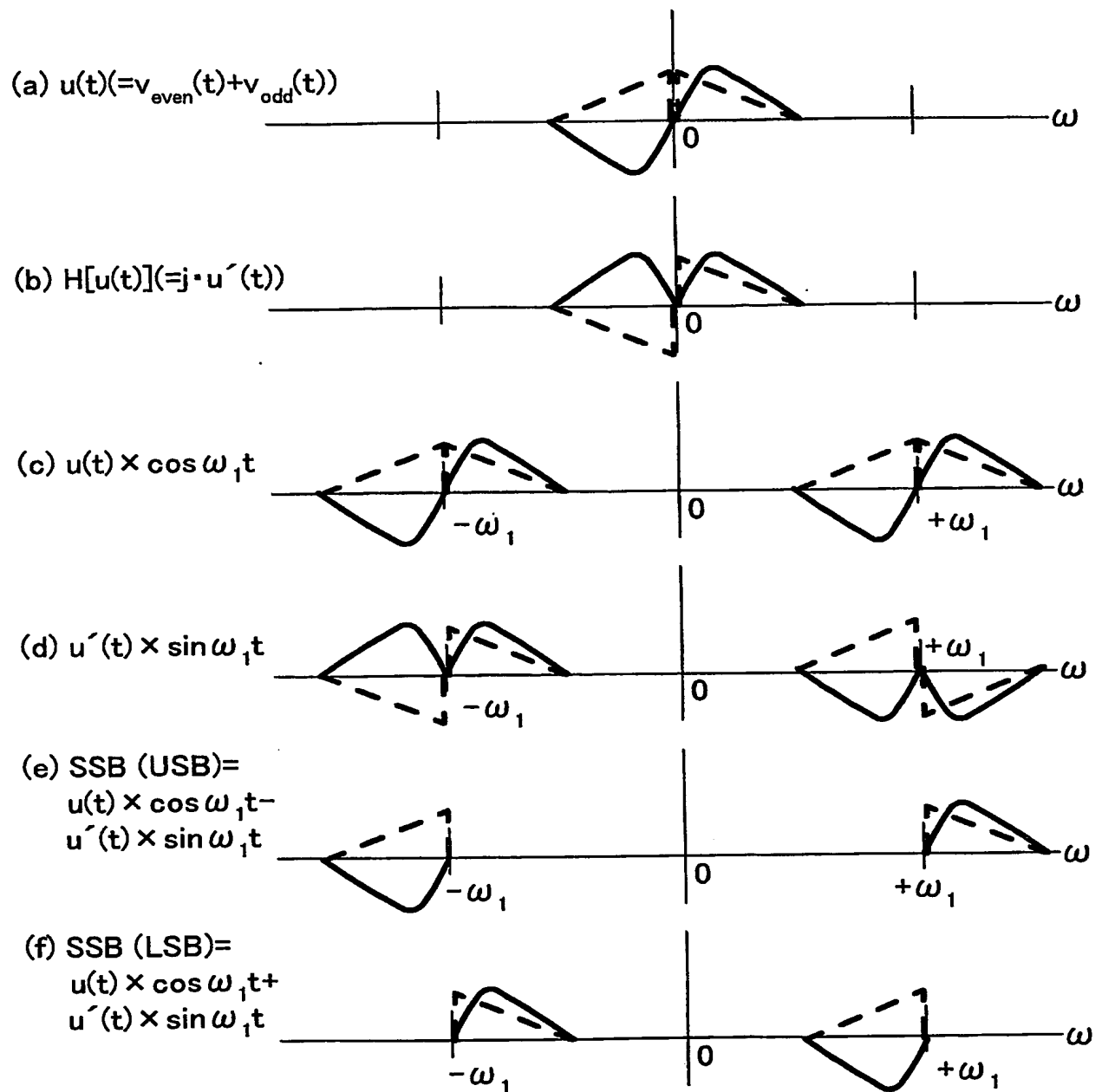


【図 4】

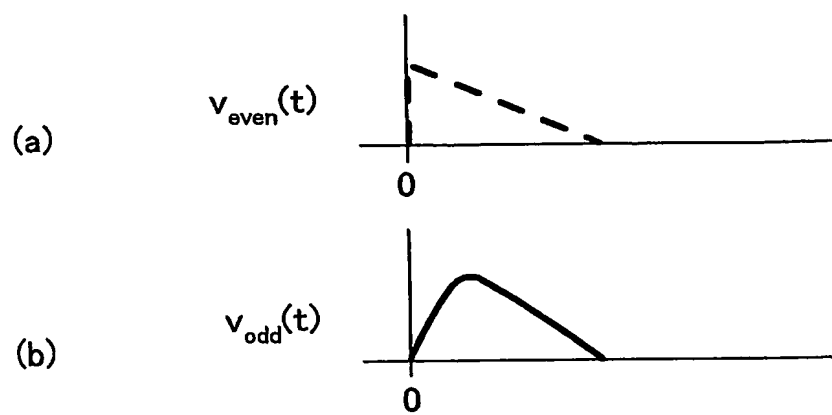
200 位相偏移型SSB変調器



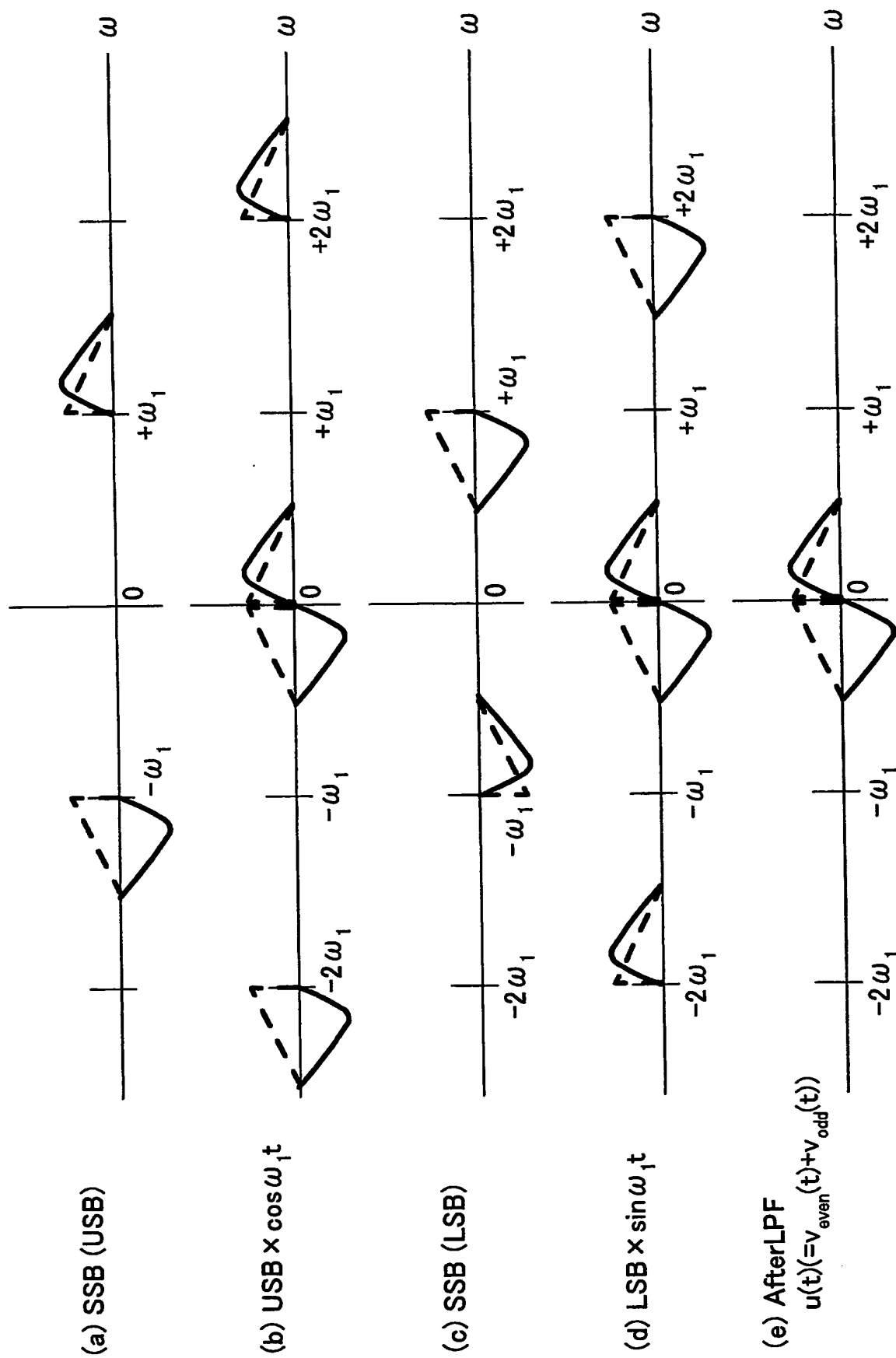
【図 5】



【図 6】

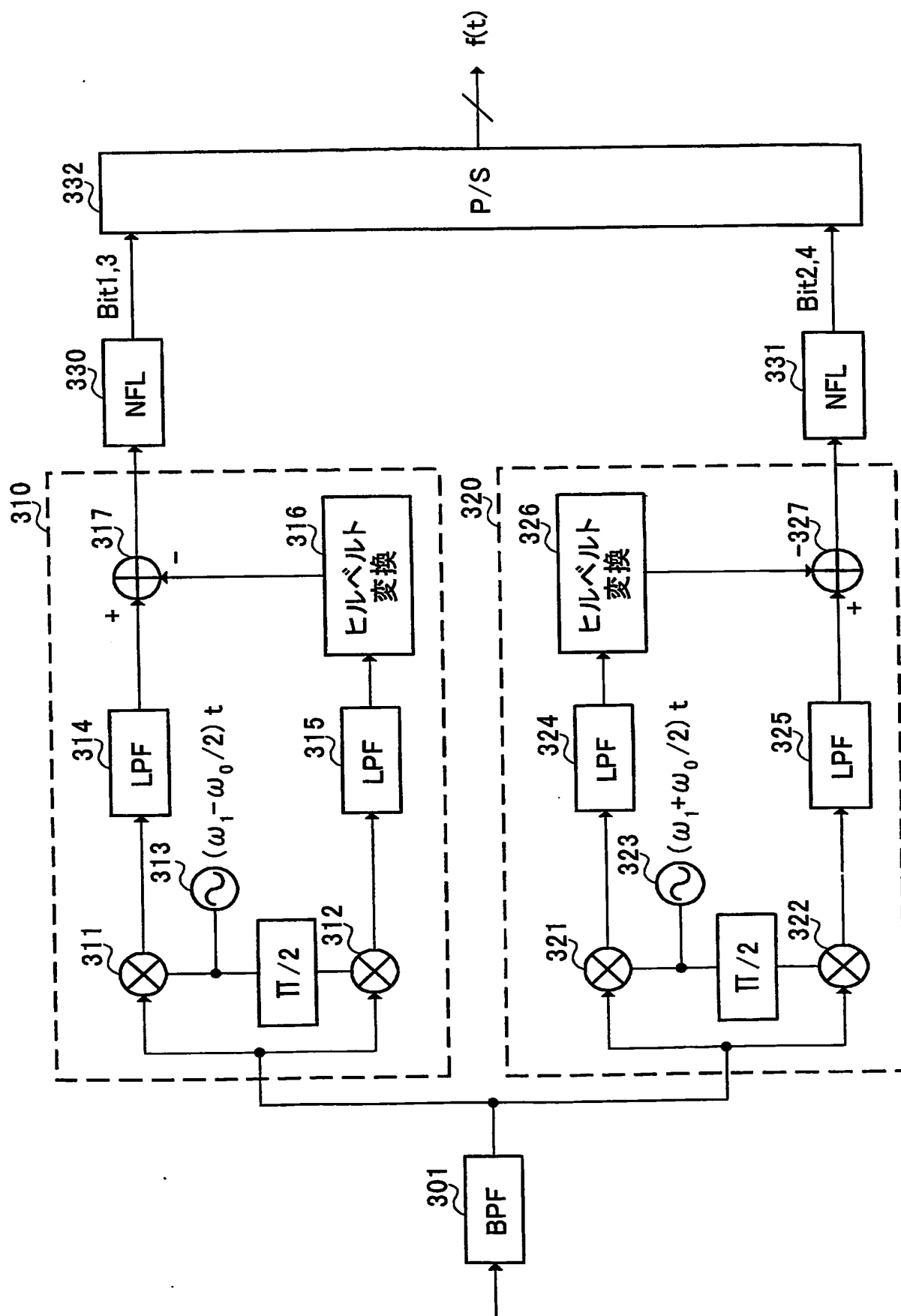


【図 7】

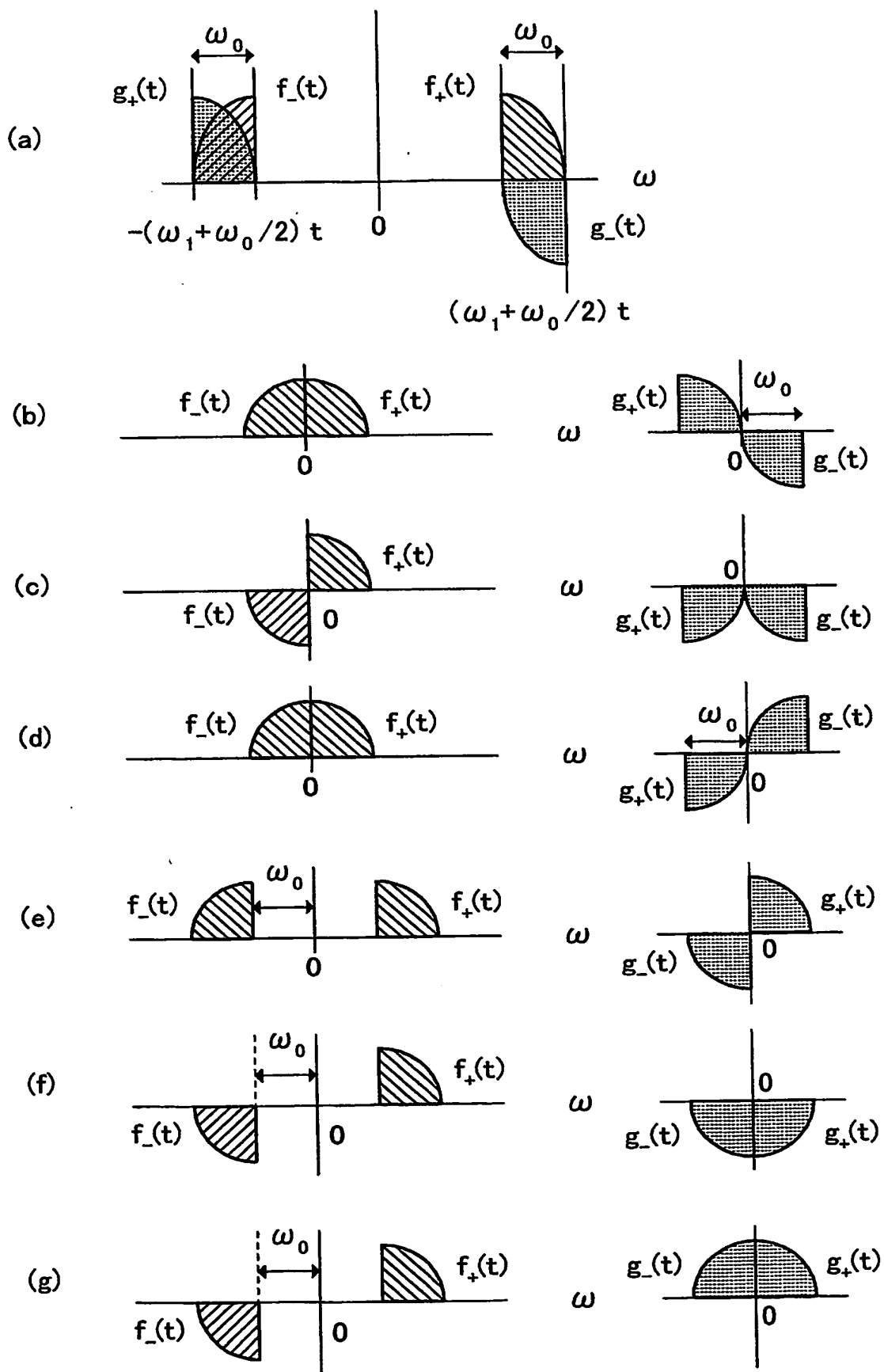


【図 8】

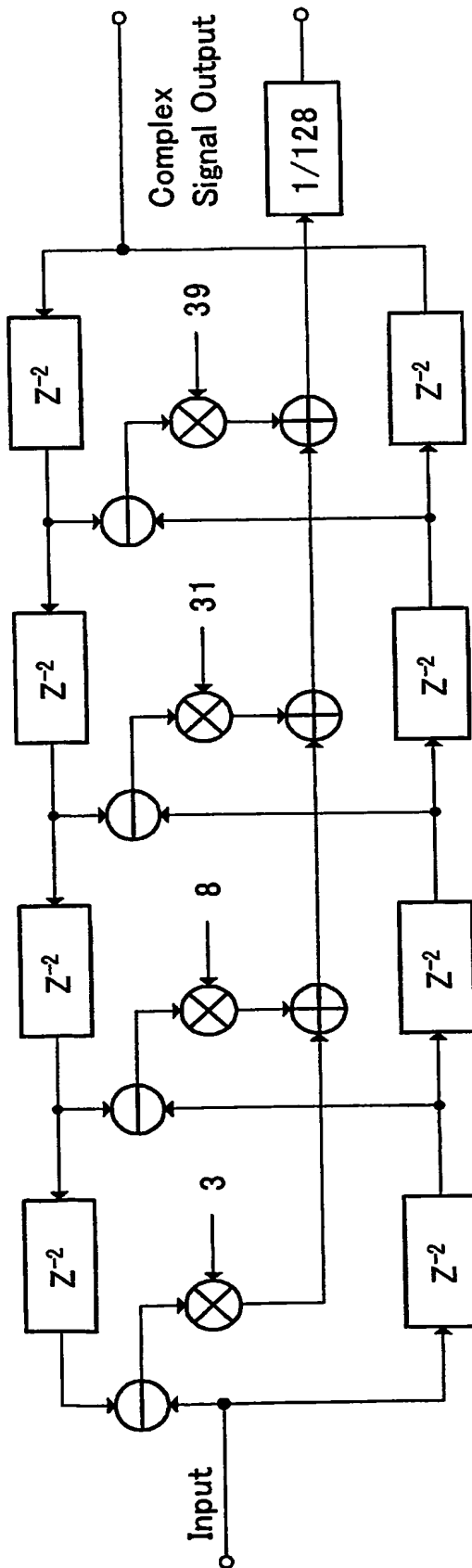
300 復調装置



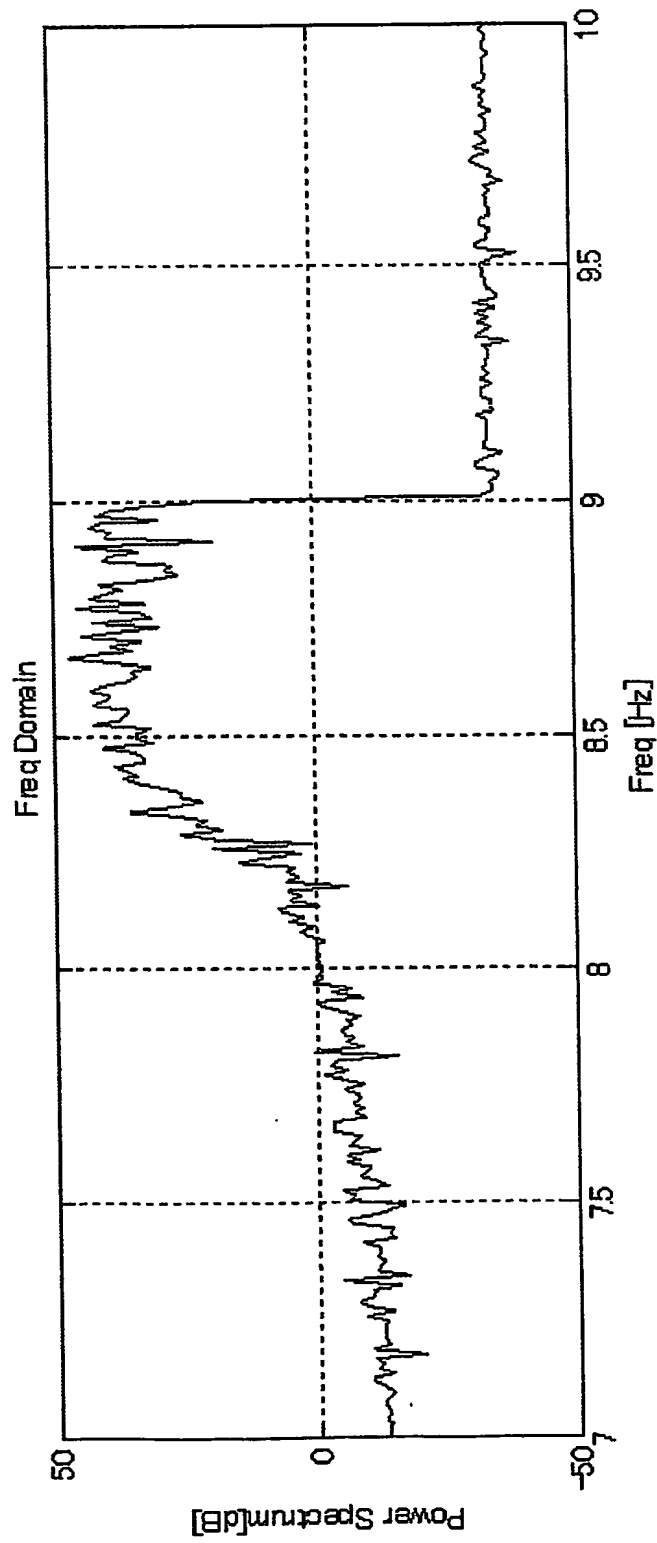
【図 9】



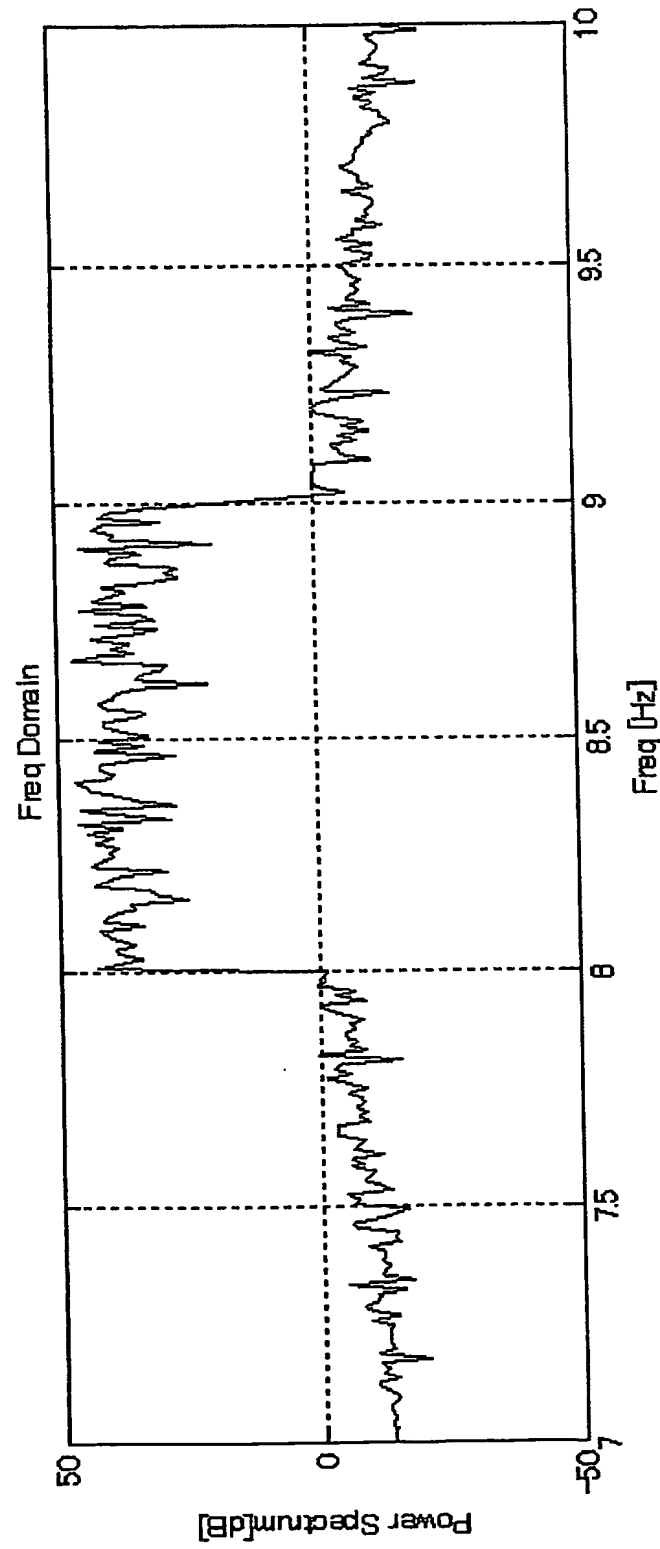
【図 10】



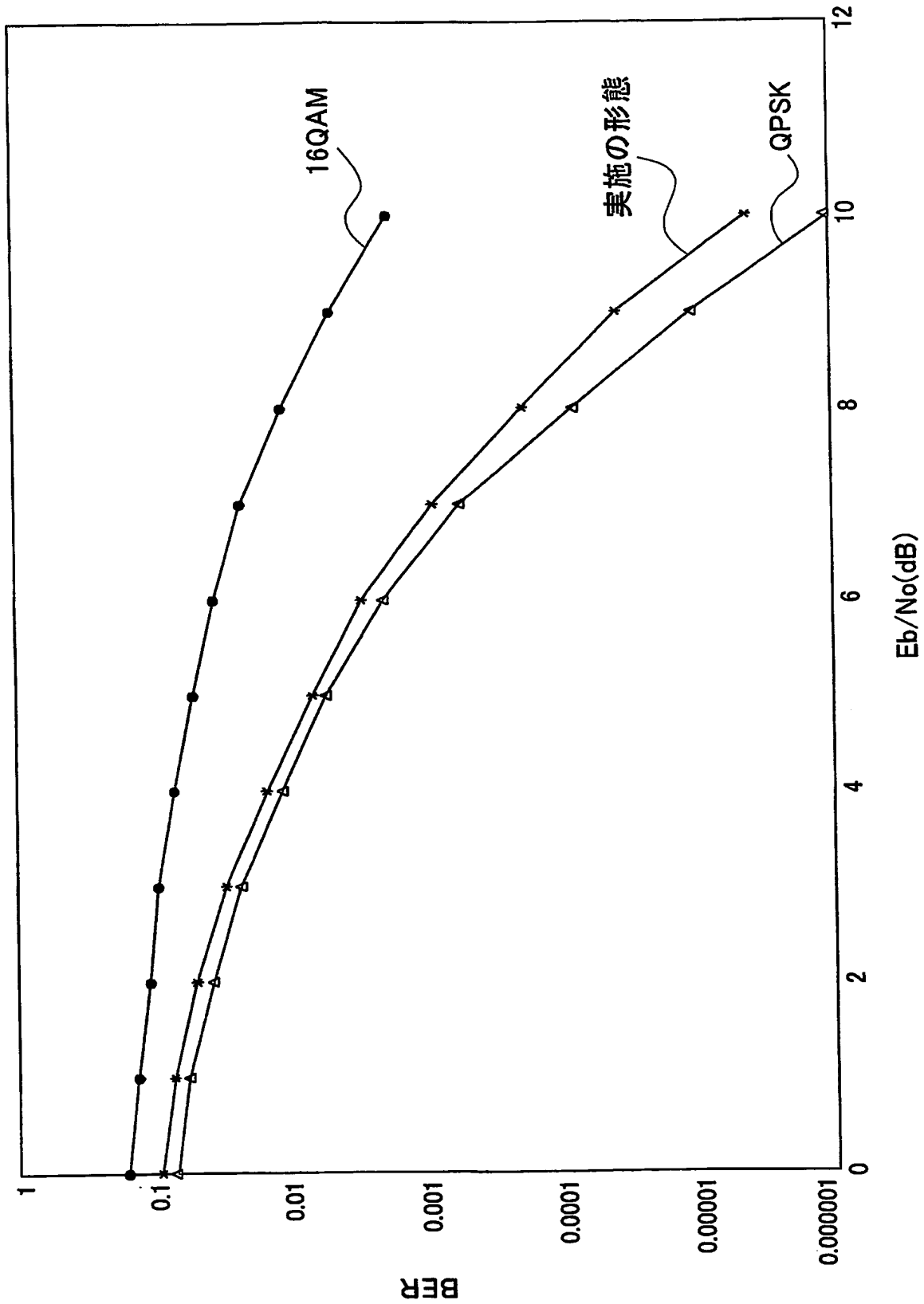
【図 11】



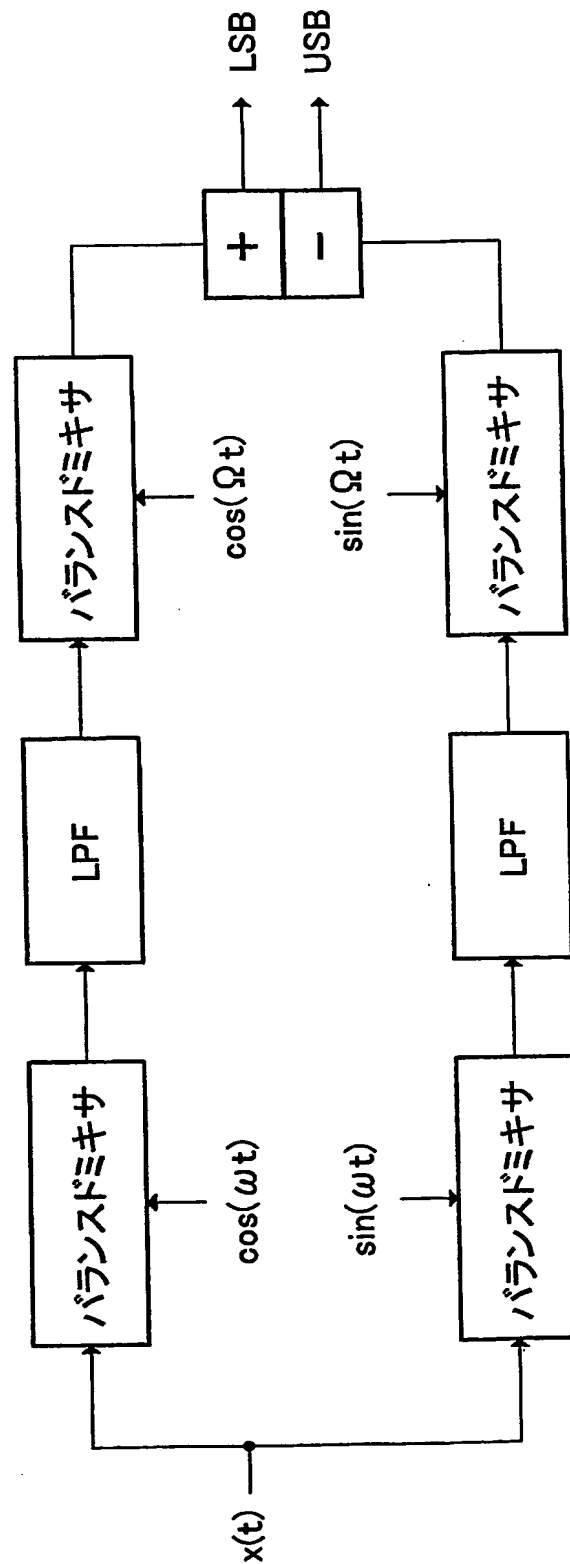
【図 12】



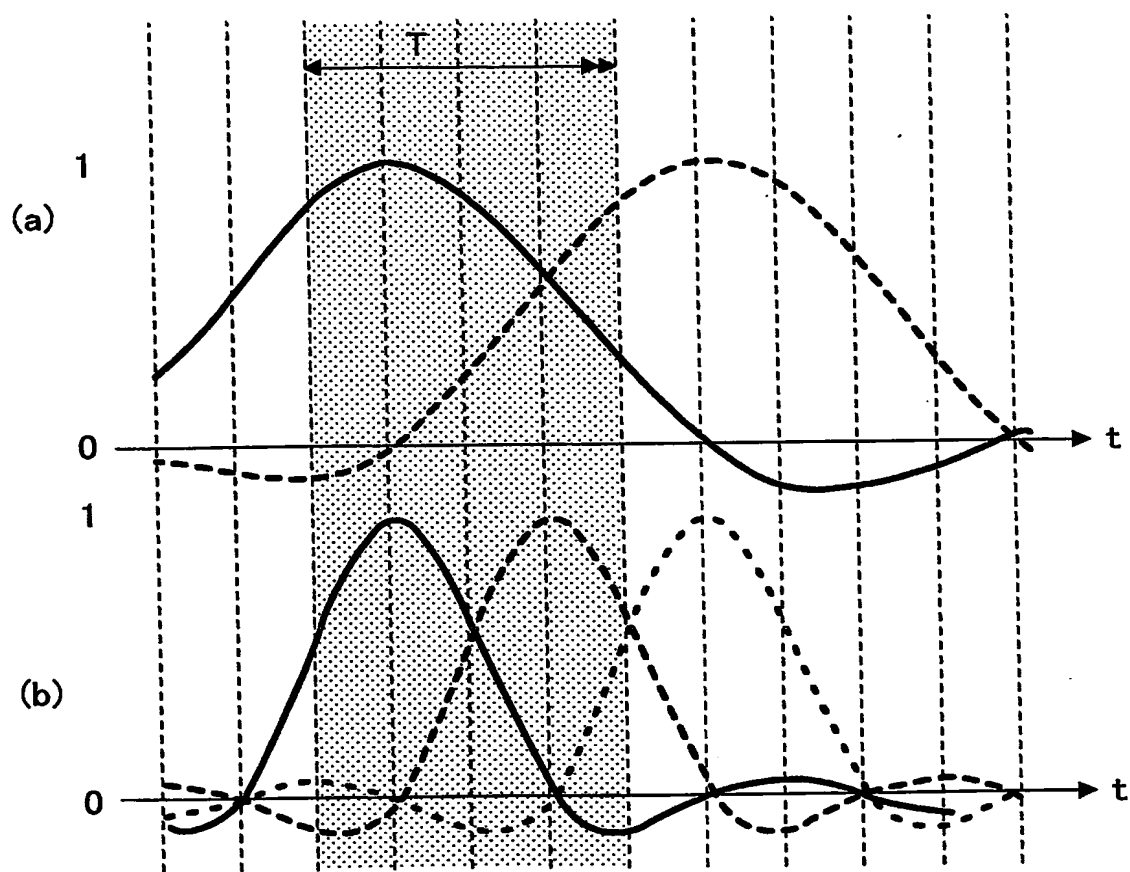
【図 13】



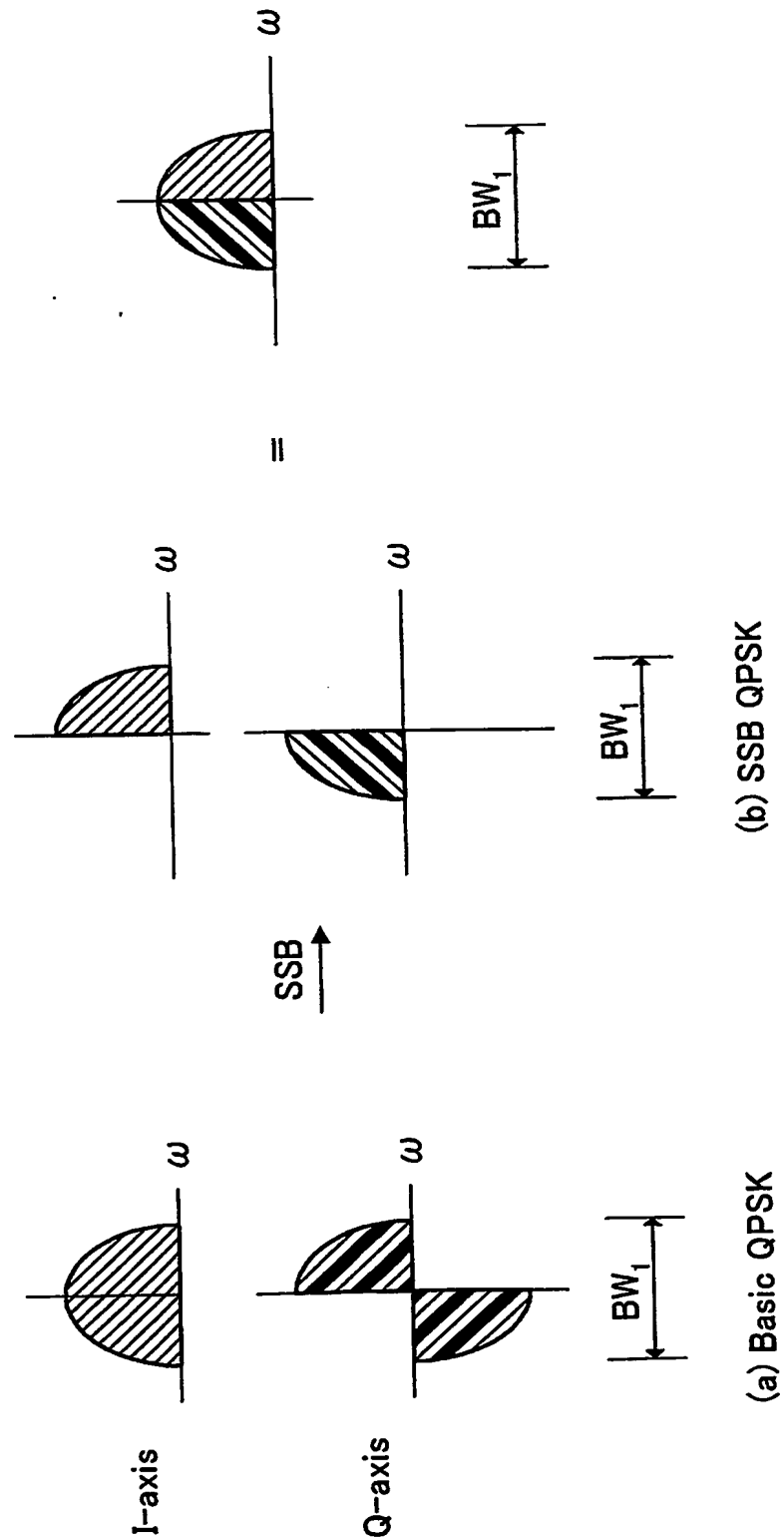
【図 14】



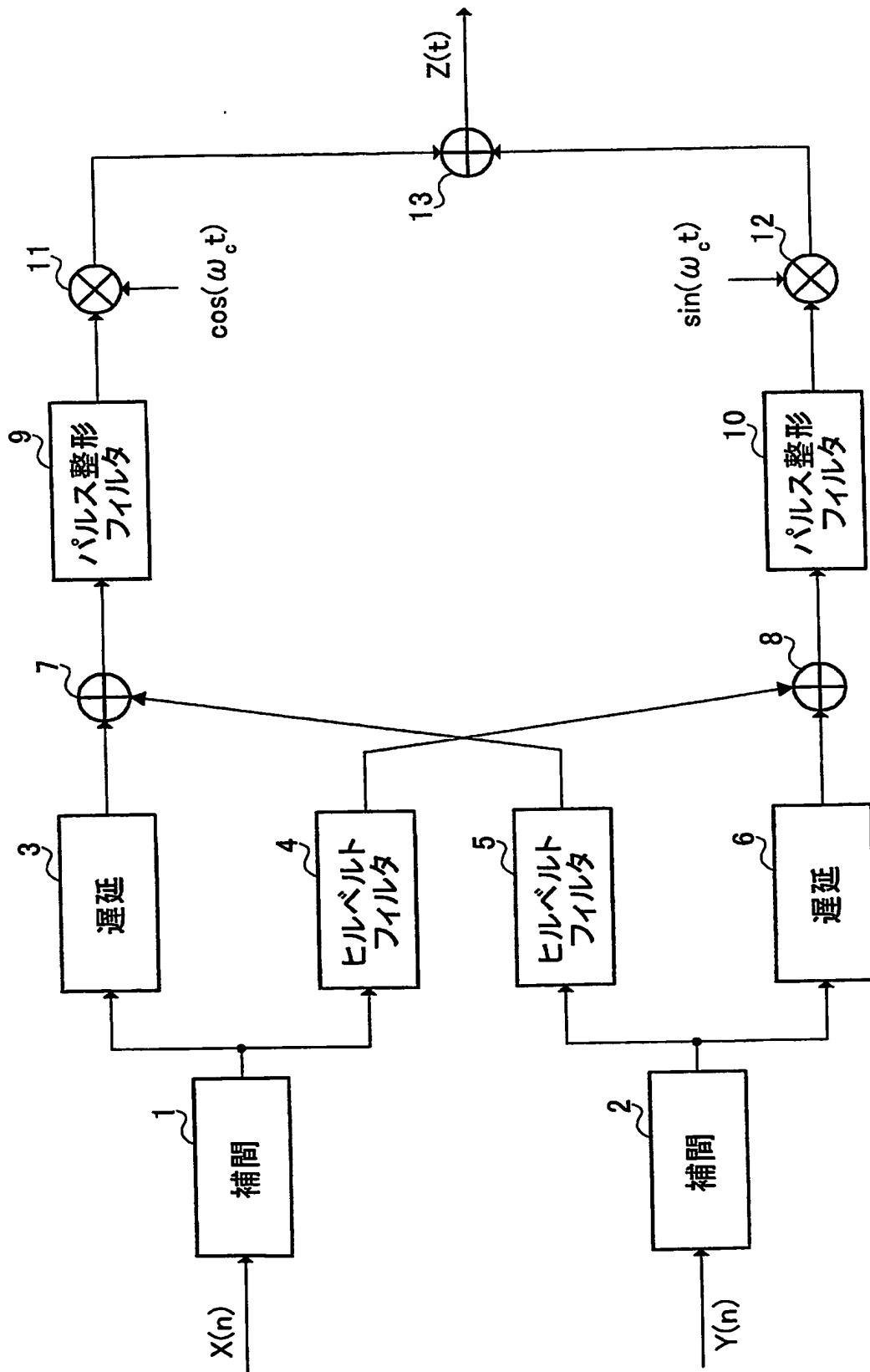
【図 15】



【図 16】



【図 17】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】 限られた周波数帯域で従来の変調方式と比較して信号伝送速度を格段に向上し得る変調装置を提供すること。

【解決手段】 第1及び第2の周波数引き上げ型SSB変調器110、120を設け、SSB変調器110、120の搬送周波数をシンボル速度の逆数（すなわち入力シンボルの基本周波数）に相当する周波数だけ差をもつようにし、かつ高い搬送周波数に設定したSSB変調器120からLSB信号を得ると共に低い搬送周波数に設定したSSB変調器110からUSB信号を得、このLSB信号とUSB出力の和を変調出力とする。

【選択図】 図2

特願 2 0 0 3 - 3 8 2 3 2 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 8 日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

氏 名 松下電器産業株式会社